Elektronica en Telecommunicatie 4

Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.

Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.396.963

Methoden ter bestrijding van parasitaire echo's bij lange-afstand radars

door ir. A. J. Kampstra, SHAPE Technisch Centrum, 's-Gravenhage

Synopsis: *A Survey of Anti-Clutter Measures for Long-Range Surveillance Radars*
The application of high-power radar systems equipped with high-gain antennas and sensitive receivers for the purpose of long-range surveillance and air traffic control, inevitably imposes on the designer the task of searching for a solution of the clutter problem. In this paper a survey is presented of the various technical provisions which can help to reduce the influence of parasitic ground and atmospheric echoes on target detection. A comparative evaluation is made of three groups of anti-clutter measures, viz.

- methods for improving the relative strength of aircraft target echoes;
- methods based on differences in reflection characteristics of valid and unwanted targets;
- methods for distinguishing moving targets from fixed returns.

Special attention is given to the improvements in MTI-performance obtainable with a digital version of the canceller system.

1. Inleiding

Het probleem van ongewenste reflecties is zo oud als de toepassing van radar zelve en vormt sedert het begin van de ontwikkeling van deze tak van de techniek onderwerp van studie en experimenteel onderzoek. Hoewel iedere categorie van radarapparatuur haar eigen 'clutter' probleem kent met daarvoor specifieke oplossingen, heeft het navolgende in hoofdzaak betrekking op de lange-afstand radar voor bewaking en luchtverkeerscontrole, te land geïnstalleerd. De in vliegtuigen of op schepen geïnstalleerde radars worden buiten beschouwing gelaten terwille van de beperking van het onderwerp.

De prestaties van lange-afstand radars zijn in de afgelopen twee decennia voortdurend opgevoerd. Zendvermogen, antenneversterking en ontvangergevoeligheid zijn dermate vergroot, dat de afstandslimiet voor de detectie van vliegtuigen tot op grote hoogte door de propagatiehorizon bepaald is. Een onvermijdelijk neveneffect daarvan is de toeneming in intensiteit van grond- en weerecho's tot een zodanig niveau, dat tot op middelgrote afstanden de echosterkte van vliegtuigdoelen geëvenaard kan worden en op kortere afstanden zelfs vele malen kan worden overtroffen.

Voordracht, gehouden tijdens de 216e werkvergadering van het NERG op 7 april 1971 te Utrecht.

1.1. *Kwalitatieve en kwantitatieve omschrijving van de parasitaire echo's*

Een samenvatting van de verschillende soorten van parasitaire echo's vindt men in tabel 1, onderverdeeld in drie categorieën, t.w.:

- echo's, bepaald door topografische factoren;
- echo's van atmosferische oorsprong;
- echo's, veroorzaakt door kunstmatige objecten.

Tevens zijn de essentiële radar-parameters en externe factoren, die van invloed zijn op hun intensiteit, aangegeven.

Fig. 1 geeft een indruk van de verschillende signaalsterkten (curve a en b), die in het geding zijn. Als voorbeeld is een lange-afstand radar genomen met een piekzendvermogen van 5 MW, een maximale antenneversterking van 40 dB en een ruisfactor van 3 dB. De vorm van het stralingsdiagram is van het zgn. cosec^2-type, terwijl voor de ontvanger een effectieve ruisbandbreedte van 1 MHz geldt.

Een dergelijke radar produceert een signaal/ruisverhouding van ongeveer 5 dB voor een doel met een effectief reflecterend oppervlak van 1 m^2, dat zich bevindt op een hoogte van 40 000 ft (ca. 12 000 m), bij een afstand van 400 km. Afhankelijk van de omwentelingssnelheid van de antenne en de zendherhalingsfrequentie wordt daarmee een detectiekans van 80 tot 90% bereikt bij een loos-alarmkans van 1%.

In fig. 1 is verder de relatieve sterkte van grondecho's als functie van de afstand gegeven, optredend bij een locatie van de radar in geaccidenteerd terrein. De desbetreffende curve (c) geeft het niveau aan van de grondecho's (S_{cl}), dat onder normale weersomstandigheden overschreden wordt over 10% van het afstandsgebied tussen 10 en 100 km. Uit de analyse van de verdeling naar afstand van de vaste echo's blijkt, dat de curve $S_{cl} = f(R)$ een steiler verloop heeft dan overeenkomt met de te verwachten $1/R^3$-relatie.

Een van de redenen daarvoor is de toeneming van de effec-

Tabel 1. Parasitaire echo's en factoren van invloed op hun intensiteit.

	Radar-parameters			Bodem-, klimaat-factoren		
Categorie	Polarisatie	Golflengte	Invalshoek	Elektrische geleidbaarheid	Windrichting/ sterkte	Refractiviteit
Topografisch						
Geaccidenteerd terrein			•	•		•
Vegetatie	•			•		•
Water/zee-oppervlak	•	•	•		•	
Atmosferisch						
Regenwolken	•	•				
Sneeuw, hagel	•	•				
Troposferische discontinuïteiten			•			•
Kunstmatig						
Bebouwd terrein			•			•
Industrie/havencomplexen	•		•			•
Stedelijke agglomeraties			•			•

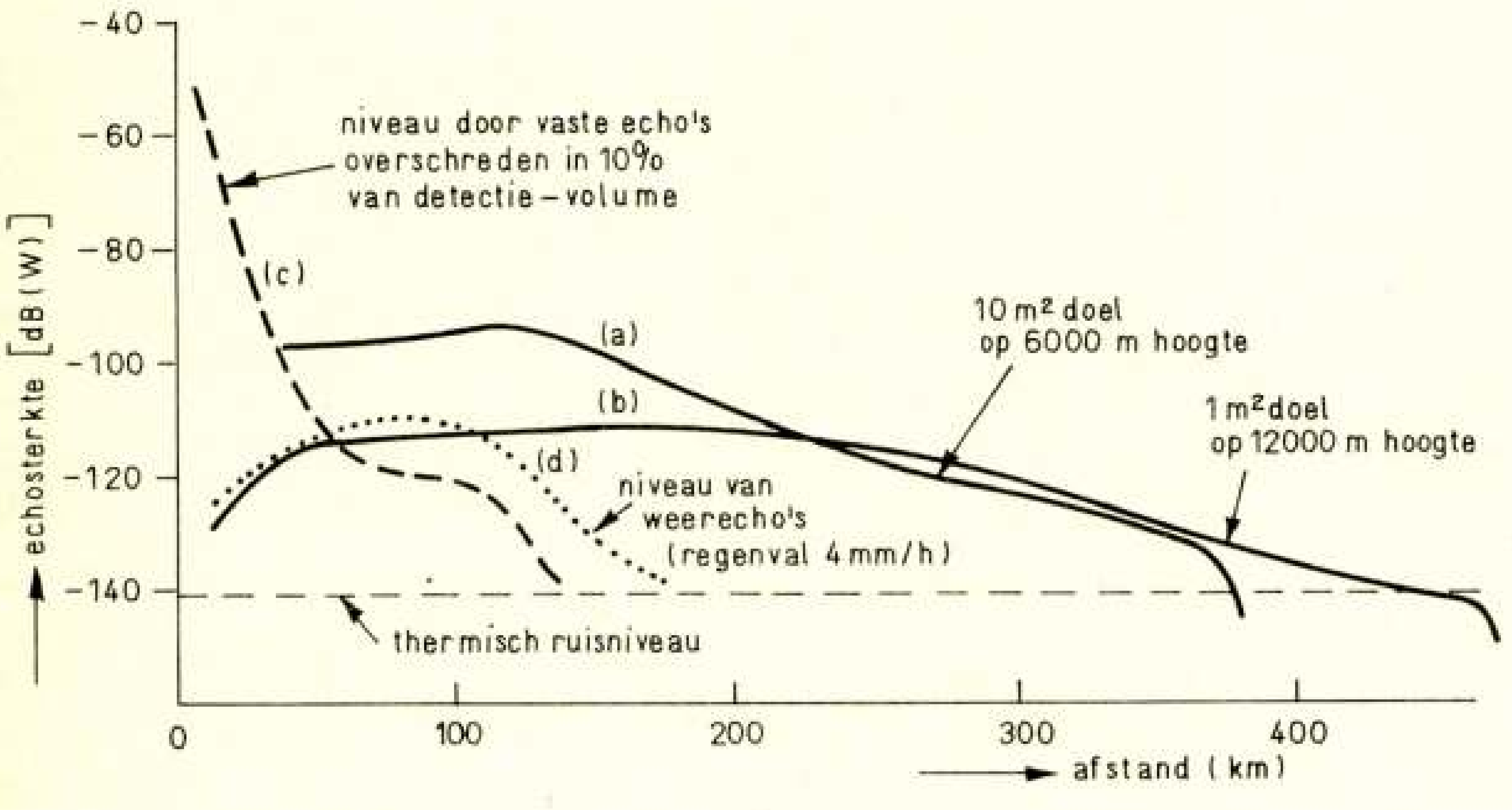


Fig. 1. Voorbeeld van optredende echosterkten als functie van de afstand voor vliegtuigdoelen, bodemreflecties en atmosferische reflecties bij een 5-MW radar.

tieve horizontale antennebundelbreedte voor doelen op kortere afstanden. Overschrijdt de vaste echo namelijk een bepaalde grens bij belichting via de hoofdlus, dan zullen reflecties ontvangen via de zijlussen van het antennediagram boven het ruisniveau uitkomen en de intensiteit van de ongewenste echo's vergroten.

Om een indruk van de sterkte der wolkenecho's te krijgen is bij wijze van illustratie voor een radar met hetzelfde stralingspatroon in curve (d) als functie van de afstand de echosterkte gegeven, geproduceerd door een regenwolkformatie op een vaste hoogte. Anders dan bij de bodemecho's is het niet doenlijk een percentage aan te geven voor de kans van optreden van dergelijke echo's. De statistieken van de frequentie van bewolking en neerslag zijn bijv. voor de verschillende delen van Europa zeer ongelijk en het probleem van meteorologische echo's is niet overal even urgent.

Overziet men de consequenties van fig. 1, dan blijkt, dat men bij de moderne radarontvanger geconfronteerd wordt met een aantal stringente eisen, t.w.:

- een zeer grote dynamische omvang; de variatie in amplitude van nuttige doelecho's bedraagt meer dan 40 dB;
- onderdrukking van parasitaire vaste echo's en langzaam bewegende weerecho's, welke respectievelijk meer dan 60 dB en 15 (30) dB[1)] boven de ontvangerruis kunnen uitkomen;
- detectie van vliegtuigdoelen tegen een achtergrond van storende echo's, welke op korte afstanden 0 ... 40 dB sterker kunnen zijn dan het doel.

1.2. *Invloed van ongewenste echo's op het radarsysteem*

Het fundamentele probleem, veroorzaakt door de parasitaire echo's, is tweezijdig:

- de detectie van echte doelecho's wordt verhinderd of bemoeilijkt;
- het aantal 'false alarms' is te groot.

Het effect van de ongewenste echo's verschilt voor een systeem met *waarnemers*, (die op het beeldscherm het videosignaal rechtstreeks van de radarontvanger gepresenteerd krijgen) t.o.v. dat bij een systeem met *automatische extractie en computerverwerking*, (dat een synthetische beeldpresentatie verschaft, waaraan de dynamiek van een videobeeld volledig ontbreekt).

[1)] Afhankelijk van de golflengte. De genoemde bedragen zijn kenmerkende extremen voor respectievelijk 23- en 10-cm radars.

In het eerste systeem kan de waarnemer de meestal aaneengesloten storende echo's negeren en zich concentreren op de 'cluttervrije' zones, waar hij plaatselijk met een zeer lage detectiedrempel kan werken. De mogelijkheid van detectie van doelen in clutter raakt bijkans geheel verloren, niet in de laatste plaats als gevolg van de sterk afnemende visuele waarneming bij fel oplichtende concentraties van vaste echo's.

In het systeem van de machinale detectie ontbreekt grotendeels de flexibiliteit van plaatselijke aanpassing. Ten einde verzadiging van de computer te voorkomen, moet het aantal schijndoelen door verhoging van de detectiedrempel of wel door radicale onderdrukking van de uitgang van de extractor drastisch verminderd worden. Dit gaat ten koste van de detectieprestatie van de radar over het gehele detectievolume.

De geschetste situatie is verre van ideaal en is in feite onaanvaardbaar gezien de kosten, die men besteedt aan het ontwerp van de moderne lange-afstand radar. Middelen om verbetering te brengen in de kwaliteit van de afgegeven radarinformatie dienen in de eerste plaats bij de radar zelf te worden gevonden en niet bij de er op aangesloten apparatuur.

1.3. *Grondslagen van de bestrijding van parasitaire echo's*

Een logisch uitgangspunt is, dat een methode ter bestrijding van parasitaire echo's één van de volgende doelstellingen, of beide, zo goed mogelijk moet kunnen realiseren:

a. optimalisering van de verhouding vliegtuigecho/clutteramplitude;
b. eliminatie van parasitaire echo's in die cellen, waarin geen doel voorkomt.

Het spreekt vanzelf, dat een technische oplossing, die bij één van beide doelstellingen aanknoopt, niet een verslechtering van de andere functie mag veroorzaken. Evenmin mag de kwaliteit van de detectie in de 'cluttervrije' zones worden aangetast.

De diverse technische voorzieningen, die voor het bestrijden van parasitaire echo's kunnen worden getroffen, kan men in drie groepen onderbrengen.

I. *Verbetering van de relatieve sterkte van doelecho's*, door:
- selectieve versterkingsregeling;
- logaritmische versterking;
- vermindering van de bundelbreedte van het stralingsdiagram in het horizontale vlak;
- opsplitsing van het verticale antennediagram;
- scheiding van zend- en ontvangdiagram;
- onderdrukking van reflecties via zijlussen;
- verkorting van de duur van de zendpuls/pulscompressie.

II. *Accentuering van verschillen in reflectie-eigenschappen*, door:
- pulslengte discriminatie;
- decorrelatie door middel van frequentievariatie;
- circulaire/elliptische polarisatie.

III. *Onderscheiding van bewegende en stationaire doelen*, met behulp van:
- coherente MTI (*M*oving *T*arget *I*ndicator);
- relatieve fasemeting (non-coherent MTI);
- amplitude-vergelijking (scan-to-scan correlation, Area MTI);
- clutter mapping.

2. Verbetering van de relatieve sterkte van doelecho's

De grote dynamische omvang van de signalen aan de hoogfrequent-ingang van de radarontvanger, zoals het voorbeeld van fig. 1 laat zien, kan bij een voor alle niveaus gelijkmatige lineaire versterking niet gehandhaafd blijven. Het uiteindelijke dynamische 'bereik', gemeten ten opzichte van een zichtbare achtergrond van ruis op de beeldbuis (Plan Position Indicator), is bij presentatie meestal niet groter dan 15 dB. Verzadiging van de M.F.-versterker en/of doelbewuste beperking van de sterkte van het signaal aan de ingang van de PPI zijn oorzaak van het feit, dat vliegtuigecho's, samenvallend met vaste echo's, bij lineaire versterking in de meeste gevallen onzichtbaar zullen zijn.

Aanvankelijk werd bij vele radarontwerpen de mogelijkheid van een tijdsafhankelijke versterkingsregeling (sensitivity time control) als een oplossing gezien. Het zal duidelijk zijn, dat voor een niet-uniform clutterpatroon de juiste variatie in ontvangerversterking moeilijk kan worden gevonden, wanneer men niet aanzienlijke detectieverliezen in zones vrij van reverberatie wil toelaten.

Een latere ontwikkeling met logaritmische versterkers biedt in dit opzicht duidelijk betere perspectieven.

Een werkelijke verbetering van de relatieve sterkte van de doelecho's in clutter en in het bijzonder een ruimtelijke scheiding kan slechts verkregen worden door vermindering van de resolutiecel. De resolutiecel van een radar is bepaald door de effectieve bundelbreedten van de antenne in het verticale en horizontale vlak en door de effectieve duur van het zendsignaal. De opzet om haar zo klein mogelijk te maken moet van te voren in het basisontwerp van het radarsysteem worden opgenomen. Ze heeft namelijk vèrstrekkende consequenties voor het ontwerp van het antennesysteem en de complexiteit van de zender-ontvanger. Het is, alle functies van de radar in aanmerking genomen, niet noodzakelijk steeds naar een extreme resolutie te streven, zeker niet als het de waarschuwingstaak betreft.

Bij de klassieke radarantenne, die met een enkele bundel in het verticale vlak een betrekkelijk breed stralingspatroon heeft, kan verkleining van de resolutiecel alleen in de horizontale dimensie verwezenlijkt worden. Om verschillende mechanisch-technische redenen zijn evenwel grenzen gesteld aan de afmetingen van de antennereflector. Bundelbreedten van respectievelijk 0,4° voor een 10-cm radar en 1° voor een 23-cm radar vormen ongeveer de grens voor wat mechanisch nog aanvaardbaar is. Daarnaast is het uit het oogpunt van detectie en signaalextractie gewenst, bij belichting van het doel, voor de integratie over minstens drie of vier pulsen te beschikken.

Ten aanzien van de *grondecho's* is een nauwe horizontale bundel aantrekkelijk; dit bevordert de opdeling van massieve clutter in individuele puntecho's. Een drastische verbetering ten aanzien van de weerecho's moet worden verkregen uit een bundelvernauwing zowel in het horizontale als in het verticale vlak. Dit laatste zal, zoals in hoofdstuk 4 zal worden aangetoond, ook een gunstiger uitzicht bieden op de mogelijkheden van MTI.

De ontwerper van de antenne heeft in de hand, welke resolutie hij in het verticale vlak wil bereiken. Verscheidene opvallende verbeteringen in antenneontwerp zijn in de afgelopen tien jaar tot stand gekomen, waaronder het zgn. dual-beam concept voor lange- en korte-afstand detectie, de methode van de gescheiden stralingsdiagrammen voor zend- en ontvangweg en de zgn. 'stacked beam radar', waarbij het gehele verticale vlak bestreken wordt door 10 à 15 afzonderlijke, smalle bundels.

Hoewel in technisch opzicht deze oplossingen voor het clutterprobleem kostbaar zijn (men denke slechts aan de duplicering of multiplicering van ontvangerketens), zijn aanzienlijke verbeteringen in de verhouding doelecho/vaste echo mogelijk gebleken. Afhankelijk van de vlieghoogte van het doel bedraagt

de verbetering soms meer dan 30 dB t.o.v. een conventioneel cosec^2-antennediagram met enkelvoudige ontvanger.

Voor laagvliegende doelen, d.w.z. die vliegtuigen, welke zich in de onderste bundel bevinden, blijft het clutterprobleem echter bestaan. In dit verband is het van belang na te gaan in hoeverre de grote intensiteit van de grondecho's te wijten is aan bijdragen van reflecties, die via de zijlussen van het antennediagram binnenkomen. Om deze bijdrage zoveel mogelijk te beperken, kan men door middel van een vergelijkingsmethode met behulp van een zgn. omnidirectionele hulpantenne, de ruimtelijke oorsprong van de parasitaire grondecho's vaststellen en zo nodig de hoofdontvanger onderbreken ('sidelobe blanking'). Het aantal 'false alarms' kan hiermee aanzienlijk worden gereduceerd, zonder de detectie van vliegtuigdoelen merkbaar te verminderen.

Tenslotte – naast de verticale en horizontale antennebundelbreedte – de derde dimensie van de resolutiecel, te weten het scheidend vermogen in afstand. Verkorting van de duur van de zendpuls met 1 μs betekent een verbetering van de afstandsresolutie met 150 m. De beperking, die evenwel aan de verkorting van de pulsduur is opgelegd, volgt uit de overweging, dat daarmee tegelijkertijd het gemiddelde zendvermogen afneemt. En aangezien niet het piekvermogen, doch het gemiddelde zendvermogen de detectieprestatie van de radar bepaalt, kan verkleining van de resolutiecel langs deze weg niet losgekoppeld worden van de eisen voor lange-afstandsdetectie.

Het is mogelijk om de effectieve duur van het signaal lang te houden en nochtans, door een specifieke fase- of frequentiemodulatie van de zendfrequentie, de resolutie in afstand te verbeteren. Deze techniek, bekend onder de naam '*pulscompressie*', berust op het inzicht, dat de radarresolutie in de tijd uitsluitend van de bandbreedte van het zendsignaal afhangt. Compressiefactoren in de orde van 20 ... 30 zijn technisch mogelijk door gebruik te maken van een zgn. 'dispersive network'. Op deze wijze kan bij een effectieve zendpulsduur van bijv. 5 μs een resolutie verkregen worden van 0,2 μs, hetgeen overeenkomt met 30 m.

Pulscompressie biedt onder alle omstandigheden een potentiële verbetering van de relatieve sterkte van de vliegtuigecho's en bevordert met name de 'interclutter visibility'. Aan voorwaarde (b), het elimineren van de vaste echo's, wordt echter niet voldaan, zodat deze oplossing als technische voorziening onvolledig is en met een andere oplossing gecombineerd moet worden. Daarvoor komen vooral de in groep II genoemde procédés in aanmerking.

3. Accentuering van verschillen in reflectie-eigenschappen

Er bestaan bij sommige vormen van parasitaire echo's opvallende verschillen met vliegtuigecho's ten aanzien van enerzijds de *amplitudecorrelatie*, ruimtelijk en naar de tijd, en anderzijds de *gevoeligheid voor de polarisatierichting* van het invallende golffront. Een aantal technische voorzieningen, die op deze verschillen gebaseerd zijn, treft men in moderne radarapparatuur aan.

Correlatie-eigenschappen

Men kan vaststellen, dat in het algemeen de gewenste echo's afkomstig zijn van ruimtelijk geconcentreerde objecten, welke slechts een fractie van de resolutiecel innemen. Daarbij hebben vliegtuigen meestal één of enkele dominerende reflectievlakken, waarvan de oriëntatie langzaam verandert. De ongewenste echo's daarentegen vertegenwoordigen op elk moment de resultante van bijdragen, afkomstig van vele ruimtelijk gespreide individuele reflectoren.

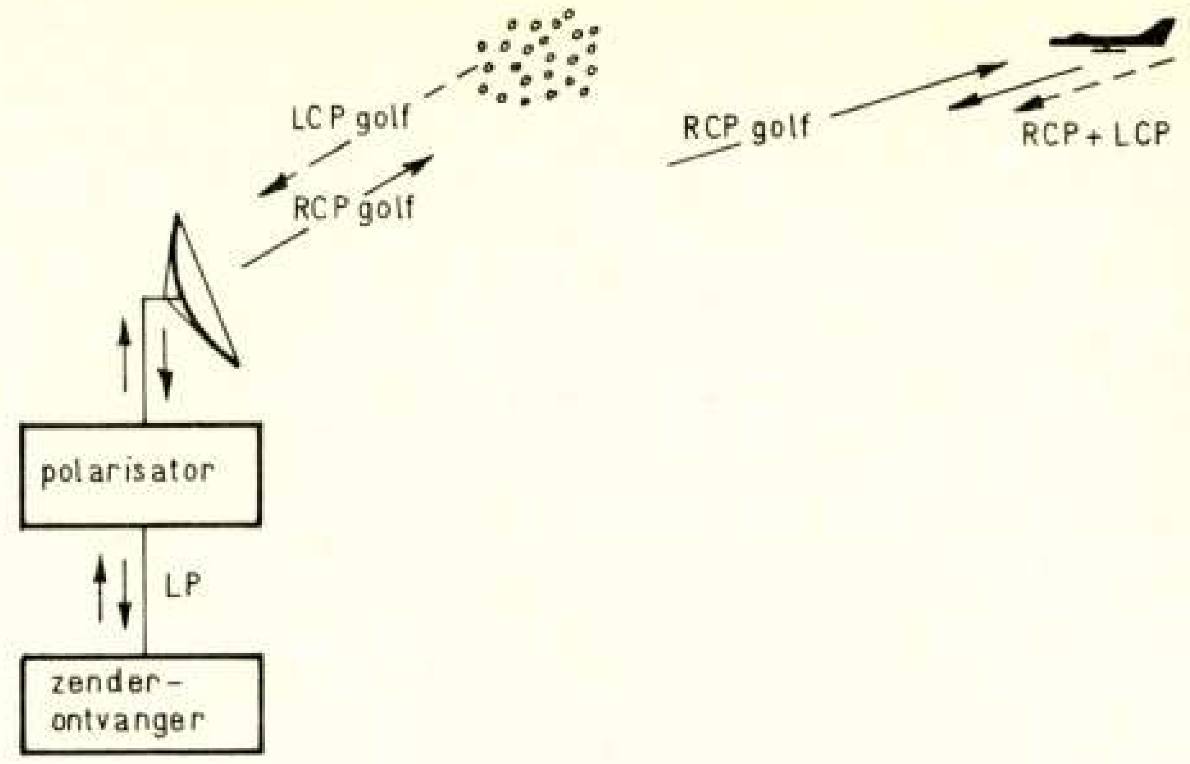


Fig. 2. Schematische voorstelling van het functioneren van circulaire polarisatie.
LP = lineair gepolariseerd;
RCP = rechts circulair gepolariseerd;
LCP = links circulair gepolariseerd.

De *pulslengtediscriminator*, die de duur van de echo's en daarmee hun ruimtelijke uitbreiding meet, is een effectief middel om grote cluttermassa's op te breken. Als nadeel staat hiertegenover het scheppen van een groot aantal schijndoelen bij die parasitaire echo's, waarvan de afmetingen in de buurt van de afstandsresolutie liggen.

De decorrelatie van clutter kan bevorderd worden door de radarzendfrequentie van puls tot puls te variëren. Zij wordt des te effectiever naarmate dit over een grotere frequentieband gebeurt. Evenwel, ook zonder deze zendfrequentievariatie zijn wolkenecho's en reflecties van het zeeoppervlak van nature reeds fluctuerend van karakter. Door gebruik te maken van logaritmische versterkers, die worden gevolgd door een differentiatiecircuit, kunnen deze echo's tot ruis teruggebracht worden. De zichtbaarheid van de vliegtuigdoelen, gekenmerkt door een sterke correlatie van puls tot puls, is bij dergelijke versterkers aanmerkelijk beter dan bij de lineaire versterkers.

Toepassing van circulaire polarisatie

Circulaire polarisatie (CP) is een vorm van golfpropagatie, gekarakteriseerd door een continu veranderende oriëntatie van de e.m. veldvector, welke wordt opgewekt in een zgn. polarisator. Dit kan een golfpijp-netwerk in de transmissielijn zijn of wel een $\frac{1}{4}\lambda$-scherm, voor de primaire antennestraler aangebracht, waarmee een aan de ingang lineair gepolariseerd veld getransformeerd wordt tot twee onderling loodrecht gepolariseerde velden van gelijke amplitude en met een onderling faseverschil van 90° (fig. 2). Afhankelijk van het teken van dit faseverschil ontstaat een rechts- of een linksdraaiend CP-veld. Bij ontvangst converteert de polarisator het CP-veld weer in een lineair gepolariseerd veld.

Circulaire polarisatie heeft toepassing gevonden, voornamelijk om de echo's van regenwolken te onderdrukken of te verminderen. De eigenschap van CP maakt het mogelijk *symmetrische* van *asymmetrische* doelen te onderscheiden. Eerstgenoemde doelen kenmerken zich door een gelijke mate van reflectiviteit voor horizontaal en verticaal gepolariseerde golven en door een faseverschil van 180° tussen invallende en gereflecteerde golven. Daartegenover vertonen asymmetrische doelen

een verschillende graad van reflectiviteit voor de twee orthogonale richtingen; zij produceren ongelijke fasesprongen. De gereflecteerde energie zal dan ten dele ontvangen worden met dezelfde rotatiezin als de uitgezonden golf en daarmee zonder noemenswaardige verzwakking doorgelaten worden naar de ontvanger. Voor een ander deel van de energie is de rotatiezin tegengesteld en dit gedeelte zal in de polarisator onderdrukt worden.

De CP-radar zou ideaal functioneren wanneer alle ongewenste doelen zich als symmetrische reflectoren zouden gedragen en alle gewenste doelen perfect asymmetrisch zouden zijn. In de praktijk blijken alleen de echo's van regenwolken, vanwege de natuurlijke symmetrie der regendruppels, redelijk goed te onderdrukken (15 ... 20 dB). De meeste andere parasitaire echo's zijn niet van een duidelijke symmetrische signatuur. Met name kan van CP niet veel verwacht worden voor het elimineren van zee-echo's en landecho's.

Aan de andere kant zijn ook vliegtuigecho's meestal niet volledig asymmetrisch, of, zoals men het ook kan opvatten, ze zijn gedeeltelijk symmetrisch en de daarmee corresponderende echo-energie gaat verloren in de polarisator.

Het voorafgaande is van toepassing op zuivere circulaire polarisatie. In feite is CP een bijzonder geval van de meer algemene vorm, die men elliptische polarisatie kan noemen, en waarbij de beide orthogonale componenten ongelijk zijn in amplitude en een willekeurig faseverschil hebben.

Kwantitatieve evaluatie

Voor een kwantitatieve evaluatie van de doeltreffendheid van circulair/elliptische polarisatie zijn twee grootheden maatgevend: de *onderdrukkingsfactor* (cancellation ratio) $[CR]$, en de *detectieverliesfactor* (polarization loss figure) $[D_L]$.

De onderdrukkingsfactor is gedefinieerd als de verhouding van het totaal aangeboden vermogen en het vermogen ontvangen door het systeem.

In de meest algemene vorm geldt hiervoor:

$$[CR]\ (\text{dB}) = 10 \log \frac{K_t^4 a_{\theta\theta}^2 + a_{\varphi\varphi}^2 + 2K_t^2 a_{\theta\theta} a_{\varphi\varphi} \cos(\delta_s + 2\delta_t)}{(K_t^2+1)(K_t^2 a_{\theta\theta}^2 + a_{\varphi\varphi}^2)} \qquad (1)$$

waarbij:

$K_t^2 \;=\; \frac{P_\theta}{P_\varphi}$ = de verhouding van de zendvermogens, overgedragen door de veldcomponenten in beide hoofdrichtingen.

δ_t = faseverschil tussen beide veldcomponenten bij transmissie.

δ_s = faseverschil ontstaan bij reflectie van het object.

$a_{\theta\theta}^2, a_{\varphi\varphi}^2$ = relatieve reflectiviteit van de beide orthogonale velden.

De grootheden $a_{\theta\theta}$ en $a_{\varphi\varphi}$ zijn de coëfficiënten van de verstrooiingsmatrix, die de relatie tussen invallend en gereflecteerd veld geeft.

De meest algemene vorm van deze relatie is:

$$\begin{bmatrix} E_\varphi^R \\ E_\theta^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{\varphi\varphi} a_{\theta\varphi} \\ a_{\varphi\theta} a_{\theta\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\varphi^T \\ E_\theta^T \end{bmatrix} \qquad (2)$$

waarin E_φ^R en E_θ^R de componenten van het door het object gereflecteerde veld zijn, terwijl E_φ^T en E_θ^T de componenten van het invallende veld vertegenwoordigen in de beide hoofdrichtingen φ en θ. De zgn. kruispolarisatiecoëfficiënten $a_{\varphi\theta}$ en $a_{\theta\varphi}$ worden gelijk aan nul aangenomen, terwille van de vereenvoudiging.

De relatie (1) toont de afhankelijkheid van de specifieke reflectiviteit van het object in de hoofdpolarisatierichtingen (voor lage opstraalhoeken vertegenwoordigen φ en θ respectievelijk de horizontale en verticale richting). Waar de specifieke reflectiviteiten ongelijk zijn, kan door middel van een regeling van K_t^2 de waarde van $[CR]$ vergroot worden.

$[CR]$ is optimaal, d.w.z. gelijk aan $-\infty$ voor:

$K_t^2 = a_{\varphi\varphi}/a_{\theta\theta}$ en $\delta_s + 2\delta_t = \pi \pm 2n\pi$.

Dit is evenwel een theoretische grens, die in de praktijk niet bereikt wordt, o.a. ten gevolge van ongelijke antenne-eigenschappen voor de horizontale en verticale polarisatierichtingen.

De *detectieverliesfactor* geeft de verhouding weer van de echo-energie, ontvangen van het doel bij elliptisch gepolariseerde transmissie en receptie tot de echo-energie, ontvangen wanneer lineaire polarisatie toegepast zou worden, te weten:

$$D_L = -10 \log \frac{K_t^4 a_{\theta\theta}^2 + a_{\varphi\varphi}^2 + 2K_t^2 a_{\theta\theta} a_{\varphi\varphi} \cos(\delta_t + 2\delta_s)}{(K_t^2+1)^2\, a_{\varphi\varphi}^2} \qquad (3)$$

In dit geval is de lineaire polarisatie in de φ-richting aangenomen. Bij een lineaire polarisatie in de θ-richting moet in de noemer van (3) de factor $a_{\varphi\varphi}$ vervangen worden door $a_{\theta\theta}$.

In elk incidenteel geval hangt $[D_L]$ (evenals $[CR]$) af van de specifieke reflectiviteiten $a_{\theta\theta}$ en $a_{\varphi\varphi}$, de polarisatorinstelling (K_t, δ_t) en tenslotte de fasedraaiing δ_s, veroorzaakt door het object. Middelt men over alle mogelijke waarden van δ_s (aangenomen dat deze uniform verdeeld is tussen $-\pi$ en $+\pi$), dan verkrijgen we een gemiddeld detectieverlies:

$$D_{L_1} = -10 \log \frac{K_t^4 a_{\theta\theta}^2 + a_{\varphi\varphi}^2}{(K_t^2+1)^2 a_{\varphi\varphi}} \qquad (4)$$

In het geval, dat $K_t^2 = 1$, is de gunstigste waarde voor D_{L_1} = 3 dB. Uit deze relatie blijkt eveneens, dat wanneer een doel een duidelijke 'voorkeursrichting' heeft, bijvoorbeeld $a_{\theta\theta} \ll a_{\varphi\varphi}$, lineaire polarisatie de voorkeur verdient ($K_t^2 \ll 1$).

Concluderend mag men vaststellen, dat bij de beslissing over een invoering van circulair/elliptische polarisatie in het radarontwerp tegenover elkaar gesteld moeten worden:

– *enerzijds* de zeer goede onderdrukking van de echo's van wolken en neerslag (15 ... 20 dB);

– *anderzijds* de tegelijkertijd optredende verliezen bij gewenste doelen, die in de vrije ruimte bij ingeschakelde CP gedetecteerd moeten worden (3 ... 6 dB), met daarnaast nog additionele ohmse verliezen, veroorzaakt door de polarisator zelf en de vermindering in effectieve versterking van de antenne.

Het uitschakelbaar zijn van de CP-mode vindt men om die omstandigheid in de meeste ontwerpen aanwezig. In feite is deze situatie verre van ideaal en een betere oplossing zou zijn wanneer

de polarisatie-diversiteit volledig uitgebuit werd. Dit is alleen mogelijk door de ontvangkanalen van beide polarisatierichtingen gescheiden te houden en de ontvangen signalen na videodetectie logisch te combineren. In deze vorm kan een doeltreffende onderdrukking van parasitaire echo's gepaard gaan met een winst in detectie ten opzichte van een zuiver lineair gepolariseerde radar.

4. Herkenning van bewegende doelen (Moving Target Indication)

Detectieprincipe

Het opsporen van vliegtuigecho's is in eerste instantie een binair detectieproces, met andere woorden, men staat voor een keuze uit twee alternatieven:

a. in de geobserveerde radarcel is alleen ruis aanwezig ($S = 0$);
b. er is een echosignaal aanwezig ($S \neq 0$), hetwelk op de ruis gesuperponeerd is.

Tabel 2. Kansenschema voor binair detectieproces.

Hypothese Toestand	H_0 ($S = 0$)	H_1 ($S \neq 0$)
Amplitude		
$V < V_d$	$1-\alpha$	β
$V > V_d$	α	$1-\beta$

Tabel 3. Drie-hypothesen kansenschema.

Hypothese	H_0	H_1	H_2
Aangenomen aard van het signaal	ruis	vaste echo (clutter)	bewegend doel
Criterium	$V < V_d$	$V > V_d$	
		$\Delta\varphi < \Delta\varphi_d$	$\Delta\varphi > \Delta\varphi_d$

$\Delta\varphi_d$ = drempelwaarde voor de toetsing van doelbeweging.

In de terminologie van de statisticus heet dit het toetsen van de hypothese H_0 (geen signaal) tegenover de alternatieve hypothese H_1 (wel signaal).

Inherent aan dit concept is het aannemen van een zgn. detectiedrempel V_d, waarna men besluit tot geldigheid van de hypothese H_0 of H_1, al naar gelang de waargenomen amplitude niet of wel de gekozen drempel overschrijdt. In elk van de beide gevallen bestaat er uiteraard een eindige kans tot het maken van een vergissing. We geven het beschreven binaire detectieproces weer door het kansenschema van tabel 2.

De kansgrootheden α en $1-\beta$ vertegenwoordigen respectievelijk de zgn. *loos-alarmkans* ('false alarm probability') en de *detectiekans* ('propability of detection').

MTI voegt aan het detectieproces een tweede dimensie toe, namelijk de waarneming van een faseverandering ($\Delta\varphi$) in het echosignaal bij opeenvolgende belichtingen van het doel. Deze fasesprongen zijn evenredig met de radiale component van de doelsnelheid, doch zijn in de meeste gevallen niet een ondubbelzinnige maat voor die snelheid.

Wij hebben derhalve bij een met een MTI-systeem uitgeruste radar te maken met het doen van een keuze uit drie hypothesen, om weer de statistische terminologie te gebruiken. Ze zijn bijgaand in tabel 3 geschematiseerd.

Evenals bij het eerdergenoemde binaire detectieproces blijft men ook hier een eindige kans op vergissingen behouden. Een bewegend doel kan bijvoorbeeld niet herkend worden als gevolg van geen of zeer geringe wijziging in de fase (blinde snelheid). Anderszins kunnen vaste objecten abusievelijk als bewegende doelen worden aangemerkt ten gevolge van toevallige ruisinvloeden, frequentie-instabiliteiten van de radarzender of interne beweging van onderdelen van het object.

Het detectieproces van de meest algemene MTI-ontvanger is weergegeven door de waarschijnlijkheidsmatrix van tabel 4, waarin S en C respectievelijk doelecho en cluttersignaal vertegenwoordigen. V_d en $\Delta\varphi_d$ zijn de ingestelde drempelwaarden voor respectievelijk de amplitude en de fasesprong. Verder definiëren we de volgende kansgrootheden voor het overschrijden van de amplitudedrempel (α en $1\text{-}\beta$) en fasedrempel (γ):

Type signaal	Waarschijnlijkheden
ruis	α_N, γ_N
vaste echo's	α_C, γ_C
doel in vrije ruimte	$1-\beta_T$, γ_T
doel in cluttercel	$1-\beta_{TC}$ γ_{TC}

Tabel 4. Detectiewaarschijnlijkheden en foutkansen bij een MTI-ontvanger.

		Aard van het signaal			
		Ruis alleen ($S = 0$; $C = 0$)	Clutter ($S = 0$; $C \neq 0$)	Bewegend doel in vrije ruimte ($S \neq 0$; $C = 0$)	Bewegend doel in clutter ($S \neq 0$; $C \neq 0$)
Meetresultaat	$V < V_d$; $\Delta\varphi < \Delta\varphi_d$	$(1-\alpha_N)(1-\gamma_N)$	$(1-\alpha_C)(1-\gamma_C)$	$\beta_T(1-\gamma_T)$	$\beta_{TC}(1-\gamma_{TC})$
	$V < V_d$; $\Delta\varphi \geqslant \Delta\varphi_d$	$(1-\alpha_N)\gamma_N$	$(1-\alpha_C)\gamma_C$	$\beta_T\gamma_T$	$\beta_{TC}\gamma_{TC}$
	$V \geqslant V_d$; $\Delta\varphi < \Delta\varphi_d$	$\alpha_N(1-\gamma_N)$	$\alpha_C(1-\gamma_C)$	$(1-\beta_T)(1-\gamma_T)$	$(1-\beta_{TC})(1-\gamma_{TC})$
	$V \geqslant V_d$; $\Delta\varphi \geqslant \Delta\varphi_d$	$\alpha_N\gamma_N$	$\alpha_C\gamma_C$	$(1-\beta_T)\gamma_T$	$(1-\beta_{TC})\gamma_{TC}$

Men kan α_N en α_C wederom zien als zgn. loos-alarmkansen, terwijl $1-\beta_T$ en $1-\beta_{TC}$ detectiewaarschijnlijkheden zijn.

Aan de hand van tabel 4 concluderen wij, dat voor een optimale MTI-ontvanger de volgende voorwaarden gelden.

A. γ_C *minimaal*, d.w.z. goede onderdrukking van vaste of langzaam bewegende echo's.

B. γ_{TC} en $(1-\beta_{TC})$ *maximaal*, d.w.z. goede detectie van bewegende doelen tegen een achtergrond van clutter (subclutter visibility).

C. γ_T en $(1-\beta_T)$ *maximaal*, d.w.z. goede detectie van bewegende doelen in de vrije ruimte (velocity response).

D. α_N en α_C *klein*, d.w.z. minimale loos-alarmkans ten gevolge van ruis en clutter-residu's.

Toepassingen

Verschillende vormen van MTI-ontvangers zijn ontwikkeld, waarin aan één of meer van de bovengenoemde voorwaarden wordt voldaan.

De eerdergenoemde zgn. non-coherente MTI, waarbij de faseverandering van bewegende doelen gedetecteerd wordt door gebruik te maken van vaste echo's, in dezelfde cel aanwezig als referentie, vertegenwoordigt de belichaming van conditie (B).

Een tweede type, eerder aangeduid als Area MTI, is uitsluitend gebaseerd op het constateren van wijzigingen in de amplitude van het signaal. Zijn de vaste echo's stabiel en niet sterk fluctuerend in amplitude, dan bereikt men met dit type MTI een goede vervulling van de condities (A) en (B), terwijl wat (C) betreft detectie van doelen die met de vaste echo's samenvallen, doch groter in amplitude zijn, zeer goed mogelijk is.

Bij de zgn. Area MTI vindt de vergelijking van amplitude per cel plaats met de herhalingsfrequentie van de antenne-omwenteling, d.w.z. na 10 ... 15 s, gedurende welke tijd het vliegtuig zich in het algemeen verplaatst heeft over een afstand groter dan de horizontale resolutiecel. Dit procédé vergt het opslaan van amplitude-informatie van vele honderdduizenden cellen gedurende één omwentelingsperiode. Daarvoor was gedurende lange tijd de geheugenbuis (storage tube) het geëigende middel.

Met de komst van nieuwe digitale componenten en circuits en goedkope massageheugens is de Area MTI een aantrekkelijker oplossing voor het probleem van de parasitaire echo's geworden.

Coherente MTI-techniek

De coherente MTI benadert het beste van alle mogelijke typen MTI het totaal van de voorwaarden, die eerder genoemd zijn. In fig. 3 en 4 zijn twee mogelijke uitvoeringsprincipes van een coherente MTI-radar gegeven. In beide systemen wordt een ontvangen echo in een fasedetector vergeleken met een referentiesignaal van dezelfde frequentie. De fase van het referentiesignaal is vergrendeld aan die van de zendimpuls, zodat een

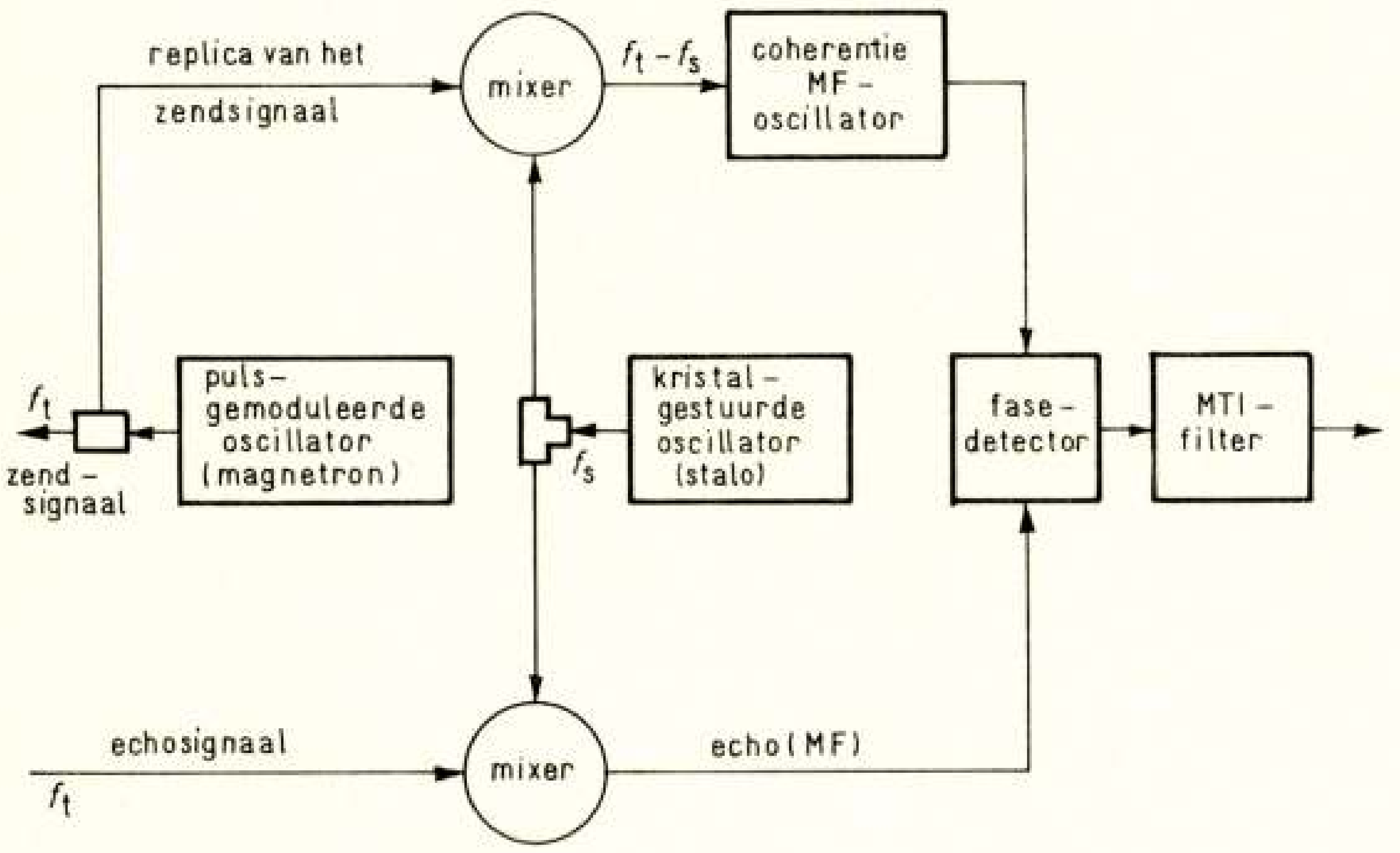


Fig. 3. Coherent MTI-systeem voor conventionele pulsradar.

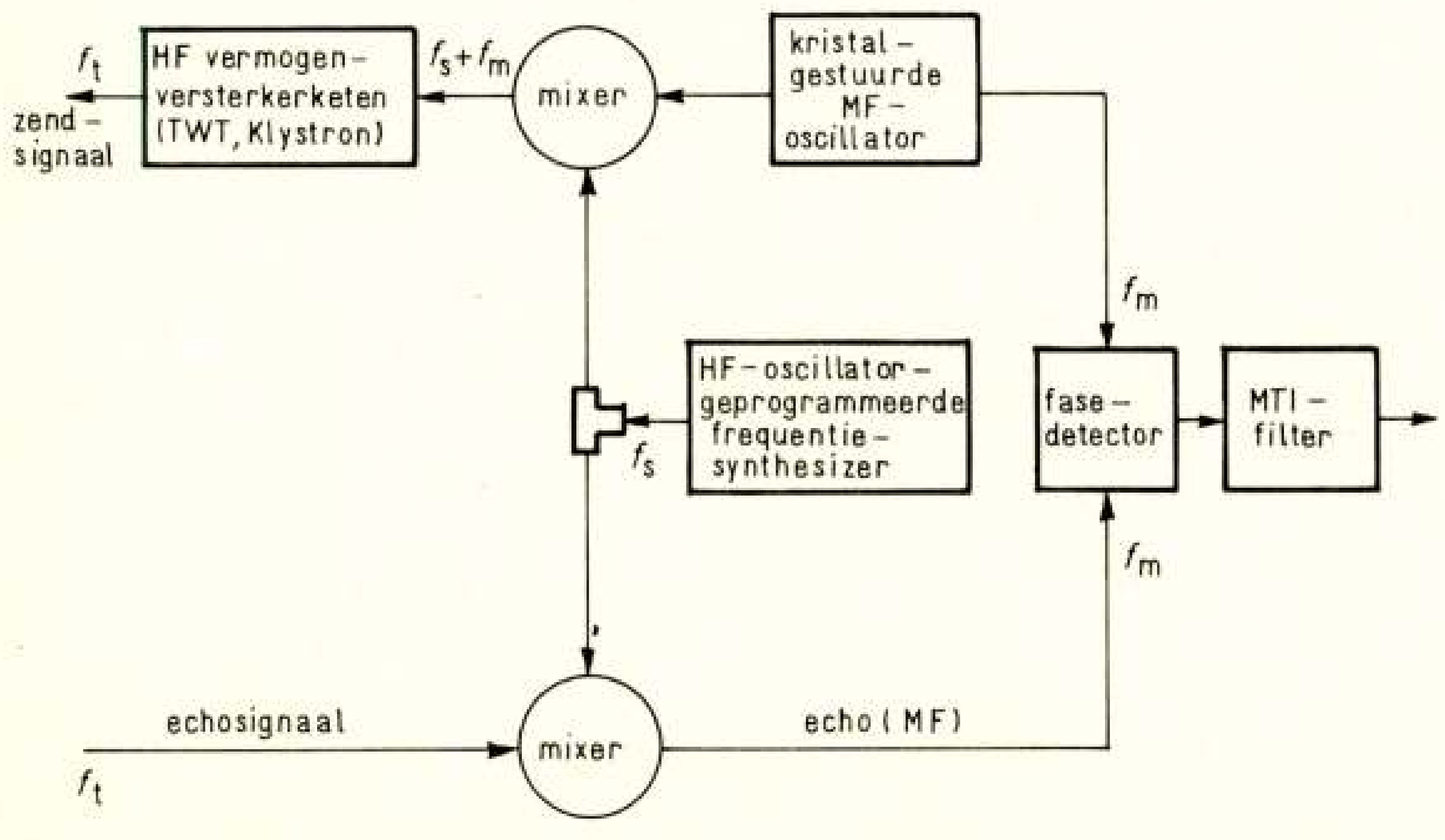


Fig. 4. Coherent MTI-systeem voor radar met gestuurde zendfrequentie.

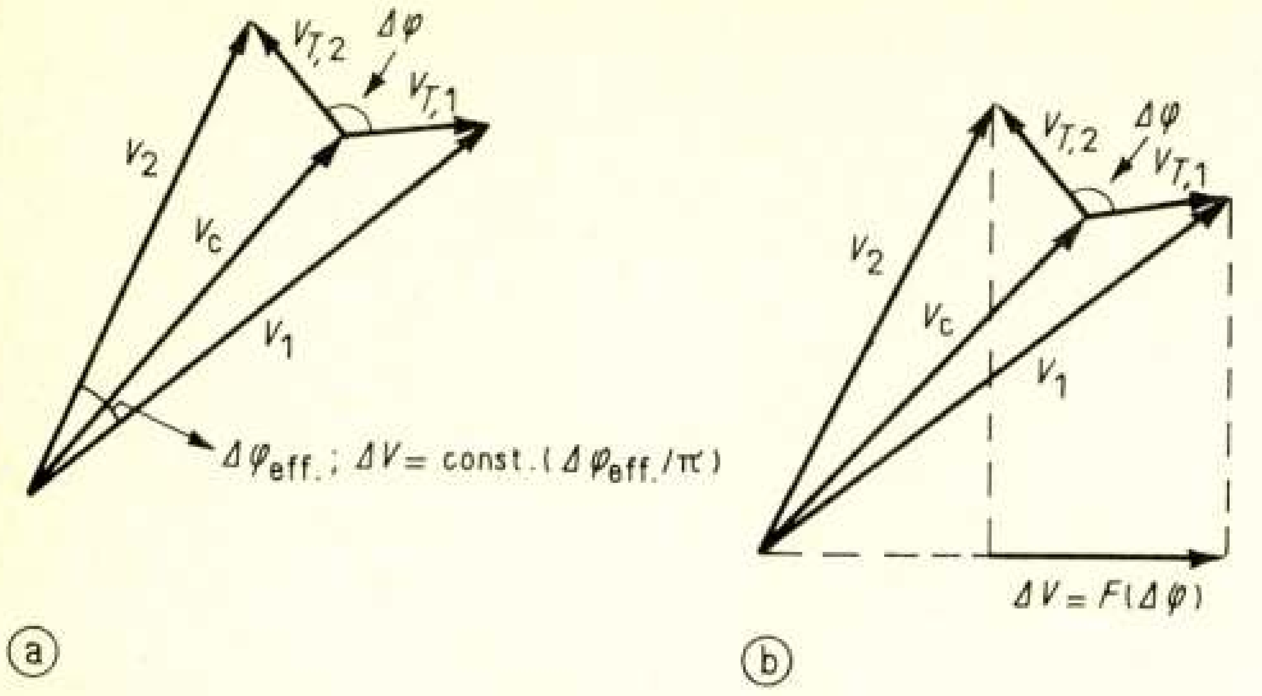


Fig. 5. Verschilspanning, verkregen van twee typen fasedetectoren.
a. ideale fasedetector;
b. amplitude-afhankelijke fasedetector.

exacte meting van de verplaatsing van het doel tussen twee opeenvolgende reflecties mogelijk is.

De rol van de fasedetector

Het gedrag van de fasedetector is één van de belangrijkste factoren bij het functioneren van een MTI-ontvanger (fig. 5). De betekenis van de verschillende vectoren in fig. 5 is als volgt: $V_{T,1}$ en $V_{T,2}$ zijn de amplitudes van de opeenvolgende doel-echo's, V_C de amplitude van de samenvallende vaste echo, terwijl V_1 en V_2 de bijbehorende resulterende signaalspanningen zijn welke aan de fasedetector worden aangeboden. Het referentiesignaal is in de figuren achterwege gelaten. Bij een *ideale* (of absolute) fasedetector is het uitgangssignaal uitsluitend een functie van het faseverschil tussen echo en referentiesignaal. De waarde van γ_C (uit tabel 4) is dan slechts afhankelijk van de frequentie(fase)-stabiliteit van de zender en niet van amplitudemodulaties, veroorzaakt door draaiing van het antennediagram.

Wat γ_{TC} en $(1-\gamma_{TC})$ betreft, ziet men uit fig. 5a, dat de onderscheiding van een bewegend doel in clutter bepaald is door de *verhouding van beider amplitudes* en *niet* door de absolute grootte van de doelecho. Een nadeel van de ideale fasedetector is de invloed van toevallige ruisspanningen op de onderdrukking van zwakke vaste echo's. Het is om die reden nodig een drempelwaarde vast te stellen, waaronder geen signalen van de fasedetector worden verwerkt.

In de praktijk is het uitgangssignaal van de fasedetectoren meestal afhankelijk van de amplitude. De analyse van fig. 5b leert ons, dat dan het uitgangssignaal van de fasedetector evenredig is met de amplitude van de echo. De kans op clutter residu's (γ_C) zal nu toenemen met de intensiteit van de vaste echo's en de gevolgen van antennemodulatie, zenderinstabiliteit en interne fluctuaties van de vaste echo's komen mede tot uiting in het uitgangssignaal van de fasedetector.

In tegenstelling tot de ideale of absolute fasedetector hangt de zichtbaarheid van vliegtuigdoelen tegen een achtergrond van vaste echo's nu *alleen van de grootte van de vliegtuigecho* af. In theorie zijn derhalve zeer hoge waarden van de 'subclutter visibility' mogelijk. De aan de zender te stellen stabiliteitseisen zullen zwaarder wegen en het radarconcept van fig. 4 verdient in dit geval de voorkeur.

Het lijkt derhalve niet mogelijk de eerder genoemde voorwaarden (A) en (B) met één type fasedetector te realiseren. In de meeste bestaande systemen wordt gewerkt met een fasedetector, waaraan een amplitudebegrenzing voorafgaat in een daarvoor speciaal ontworpen M.F.-versterker. Aldus wordt de zichtbaarheid van doelen in vaste echo's $(1-\beta_{TC})$ opgeofferd aan een lage loos-alarmkans (γ_C). Om aan dit dilemma te ontkomen is een ontvangersysteem met twee kanalen de aangewezen oplossing (fig. 6).

Ontwerp van het MTI-filter

Het MTI-filter bestaat uit een netwerk van vertragingslijnen, waarin echosignalen, successievelijk ontvangen op de tijdstippen t, $(t-T)$, $(t-2T)$, enz., worden vergeleken en bewegende doelen van de vaste worden gescheiden. Doelstelling van het ontwerp van het filter is de kansgrootheden γ_C en γ_T van de uitgangssignalen respectievelijk minimaal en maximaal te doen zijn.

Het beste inzicht in de mate van clutter-onderdrukking (cancellation ratio) en zichtbaarheid van bewegende doelen (velocity response) verkrijgt men door gebruik te maken van de spectrale voorstelling van de betrokken signalen. Het is bekend, dat de fouriertransformatie van een eindige serie van rechthoekige impulssignalen elk met een duur τ en een herhalingsfrequentie f_r (fig. 7a) gevormd wordt door de spectrale voorstelling zoals die is weergegeven in fig. 7b. De spectraallijnen hebben een onderlinge afstand, die gelijk is aan $f_r = T^{-1}$, terwijl de omhullende gegeven is door de functie:

$$\tau \operatorname{sinc}(f\tau) = \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau}$$

Men kan het spectrum van fig. 7b opvatten als behorende bij het zendsignaal, of wel bij een echo van een continu belicht, absoluut vast object, die als een zuivere replica van het zendsignaal te beschouwen is.

Het spectrum van een echo, behorend bij een bewegend doel, is hieraan identiek, met uitzondering van het feit dat de lijnen verschoven zijn over een afstand:

$$f_d = 2v/\lambda, \tag{5}$$

waarbij v de radiale snelheidscomponent van het doel is (fig. 7c). Aangezien de benodigde dopplerinformatie in iedere lijn van het spectrum afzonderlijk aanwezig is, kan de afleiding van twee belangrijke criteria voor de prestatie van de MTI-ontvanger gebaseerd worden op de frequentieresponsies van fig. 7c.

Onderdrukkingsgraad (Cancellation Ratio)

De wiskundige uitdrukking hiervoor is gegeven door:

$$[CR] = \frac{P_{v,i}}{P_{v,o}} = \frac{\int p_c(f)\, df}{\int |A(f)|^2 p_c(f)\, df} \tag{6}$$

waarbij:

$p_c(f)$ = vermogensspectrumfunctie van de parasitaire echo
$A(f)$ = frequentiekarakteristiek van het filter
$P_{v,i}, P_{v,o}$ = vermogen van de vaste echo aan respectievelijk in- en uitgang van het filter.

In vele gevallen kan het clutterspectrum $p_c(f)$ weergegeven worden door een verdelingsfunctie volgens Gauss:

$$p_c(f) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\, e^{-\frac{f^2}{2\sigma^2}} \tag{7}$$

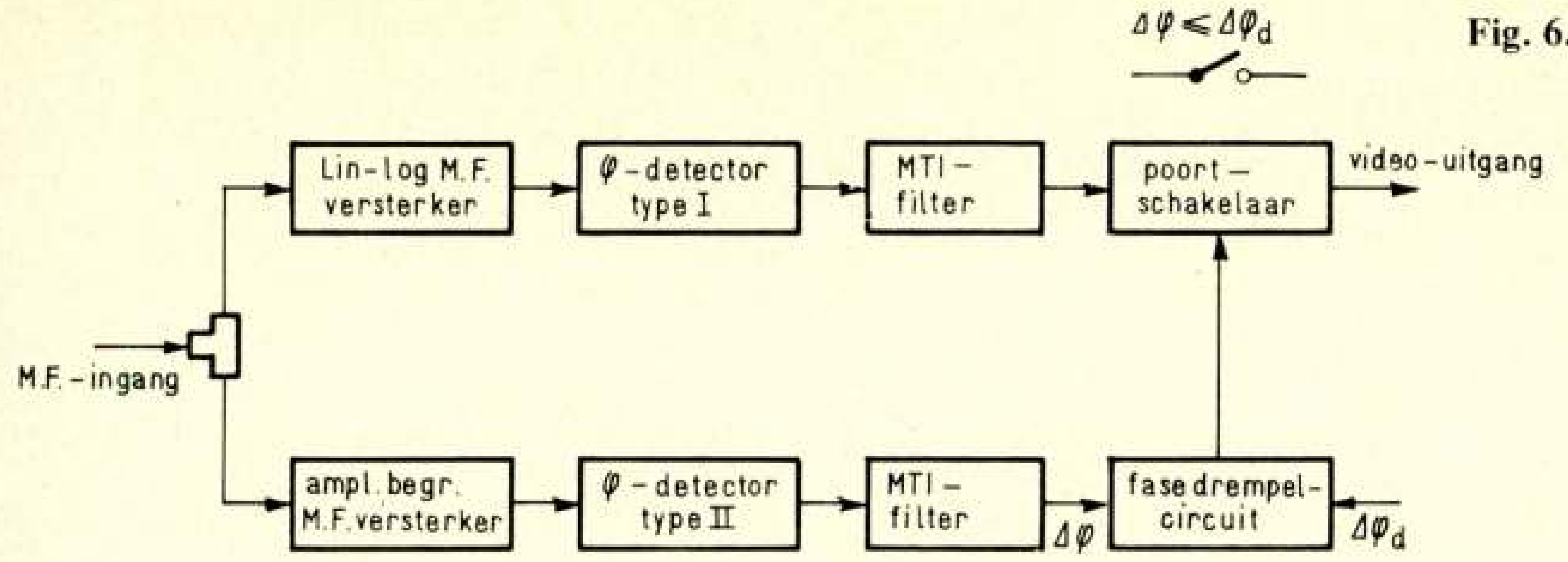


Fig. 6. MTI-ontvanger met optimale 'subclutter visibility'.

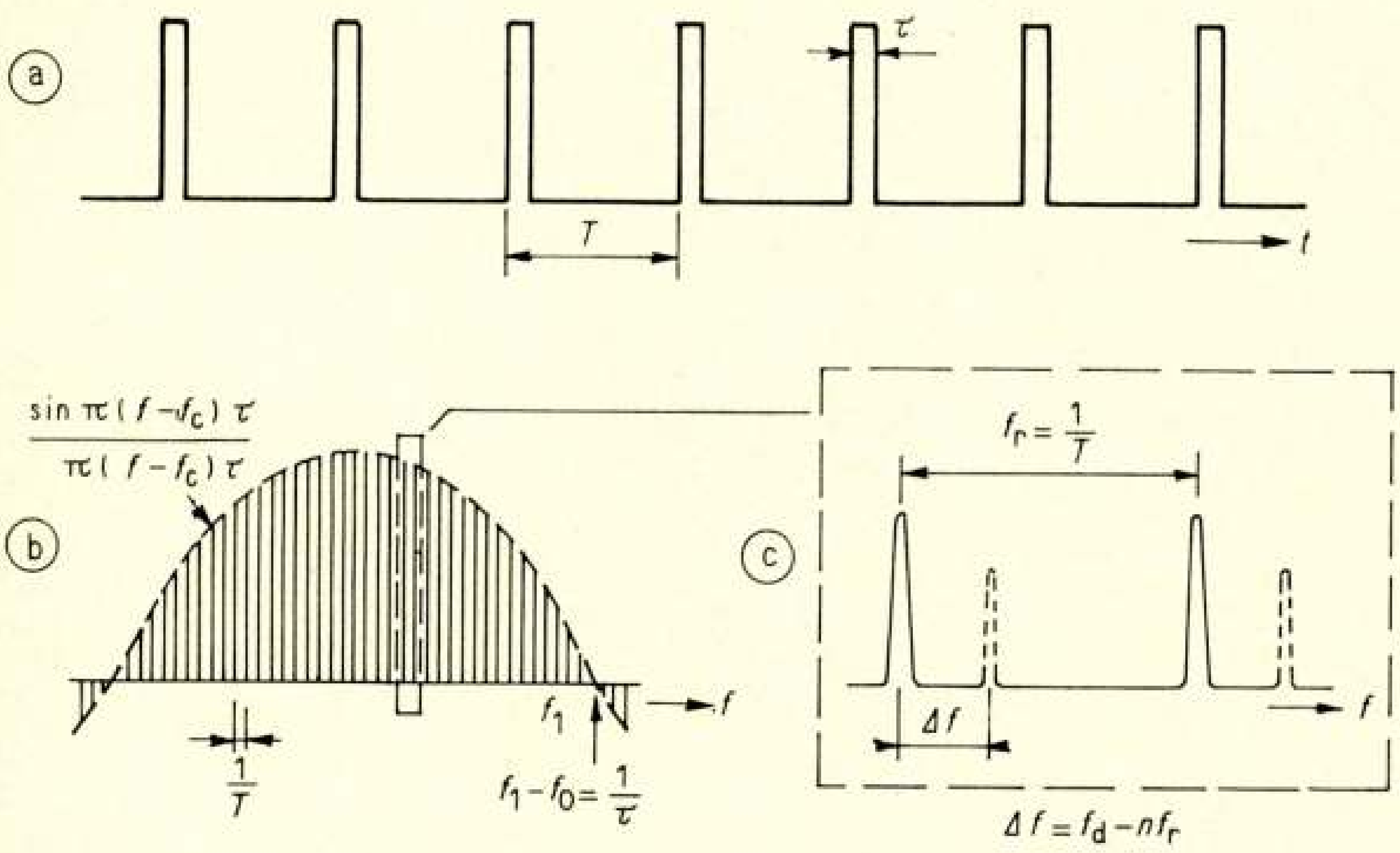


Fig. 7. Radarsignaal in de hiervoor mogelijke spectrale voorstellingen.
a. radar zendsignaal (tijdfunctie);
b. spectrum van zend- en ontvangsignaal;
c. spectraallijnen voor vaste en bewegende doelen.

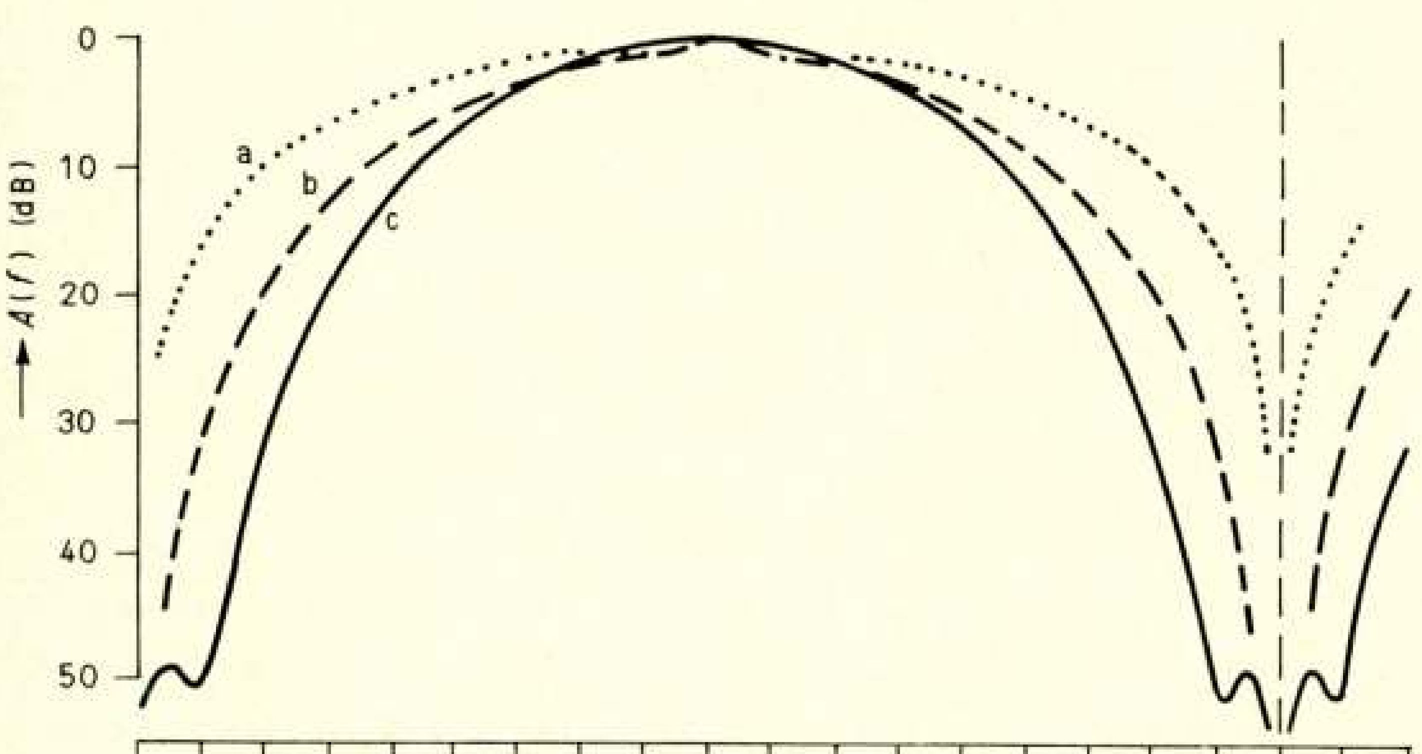


Fig. 8. Snelheidsresponsie bij drie typen van MTI-filters (λ = 24 cm, prf = 300).
a. enkele vertragingslijn;
b. dubbele vertragingslijn;
c. drietrapsfilter.

met spreiding σ rondom een aangenomen gemiddelde waarde. In plaats van de frequentie f kan uiteraard ook de radiale snelheid v als variabele genomen worden.

Snelheidsresponsie

De functie $A(f)$ is een periodieke functie, die de waarde nul blijkt te krijgen voor die snelheden, welke overeenkomen met de zgn. blinde snelheden:

$$v_b = n \frac{\lambda}{2T} \qquad [\text{m/s}] \qquad (n = 1,\ 2,\ 3, \ldots\ldots) \qquad (8)$$

Bij deze waarden voor de radiale snelheid zal de radiale verplaatsing van het doel tussen twee opeenvolgende belichtingen precies corresponderen met een faseverandering van $n \cdot 2\pi$.

In fig. 8 zijn drie filterresponsies a, b en c gegeven van specifieke typen van MTI-filters, voor een radar met een pulsherhalingsfrequentie (prf) van 300 pulsen per seconde en een golflengte van 24 cm.

De eerste is die van een *enkele* vertragingslijn (fig. 8a), die een matige waarde van $[CR]$ oplevert (tabel 5), doch een relatief goede snelheidsresponsie. Een MTI-filter, bestaande uit een *dubbele* vertragingslijn (fig. 8b), levert een aanmerkelijk betere onderdrukking van vaste echo's, maar daarentegen een snel-

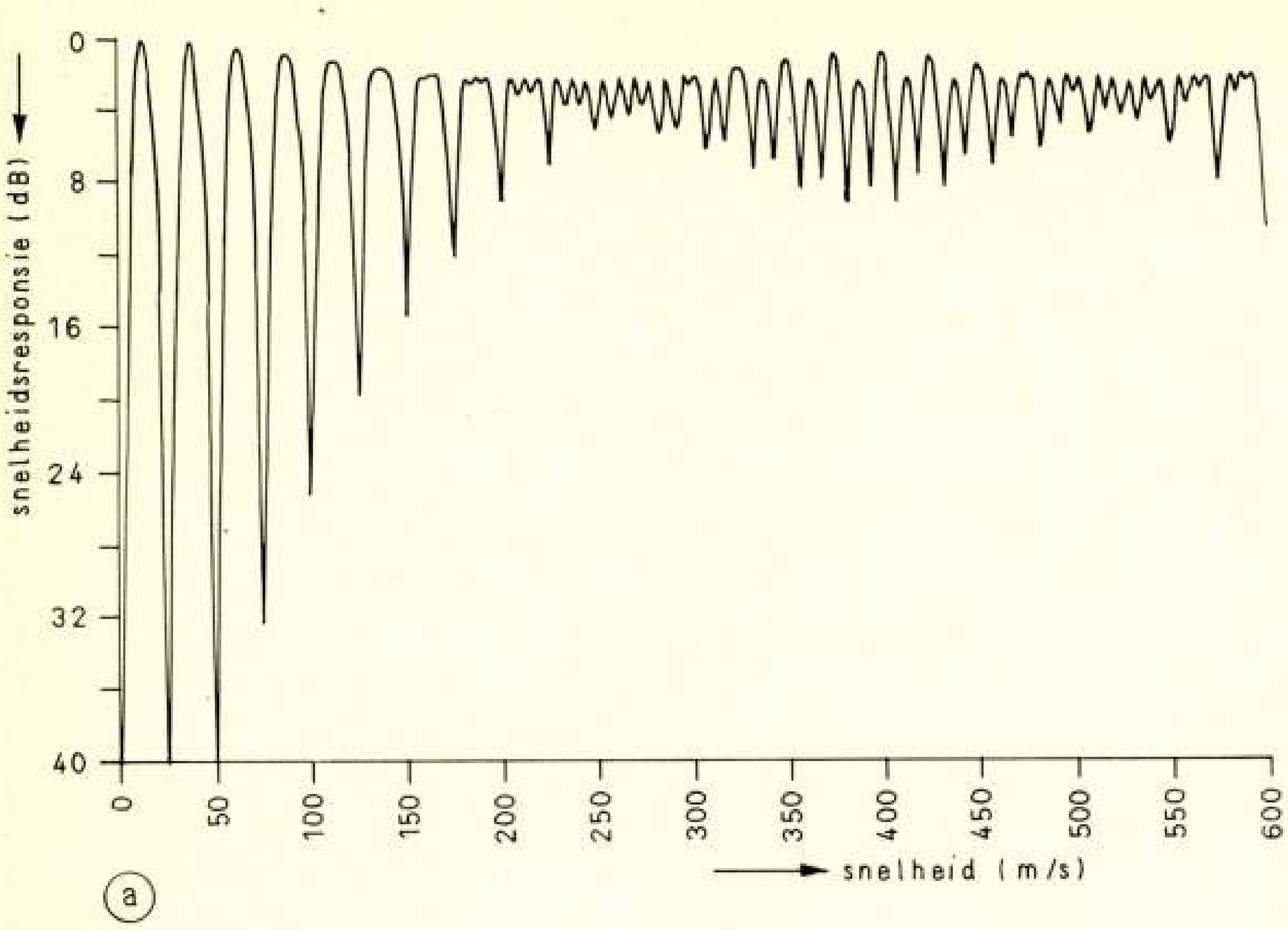


Fig. 9a. Invloed van prf-variatie op snelheidsresponsie: nominale prf met 10% variatie.

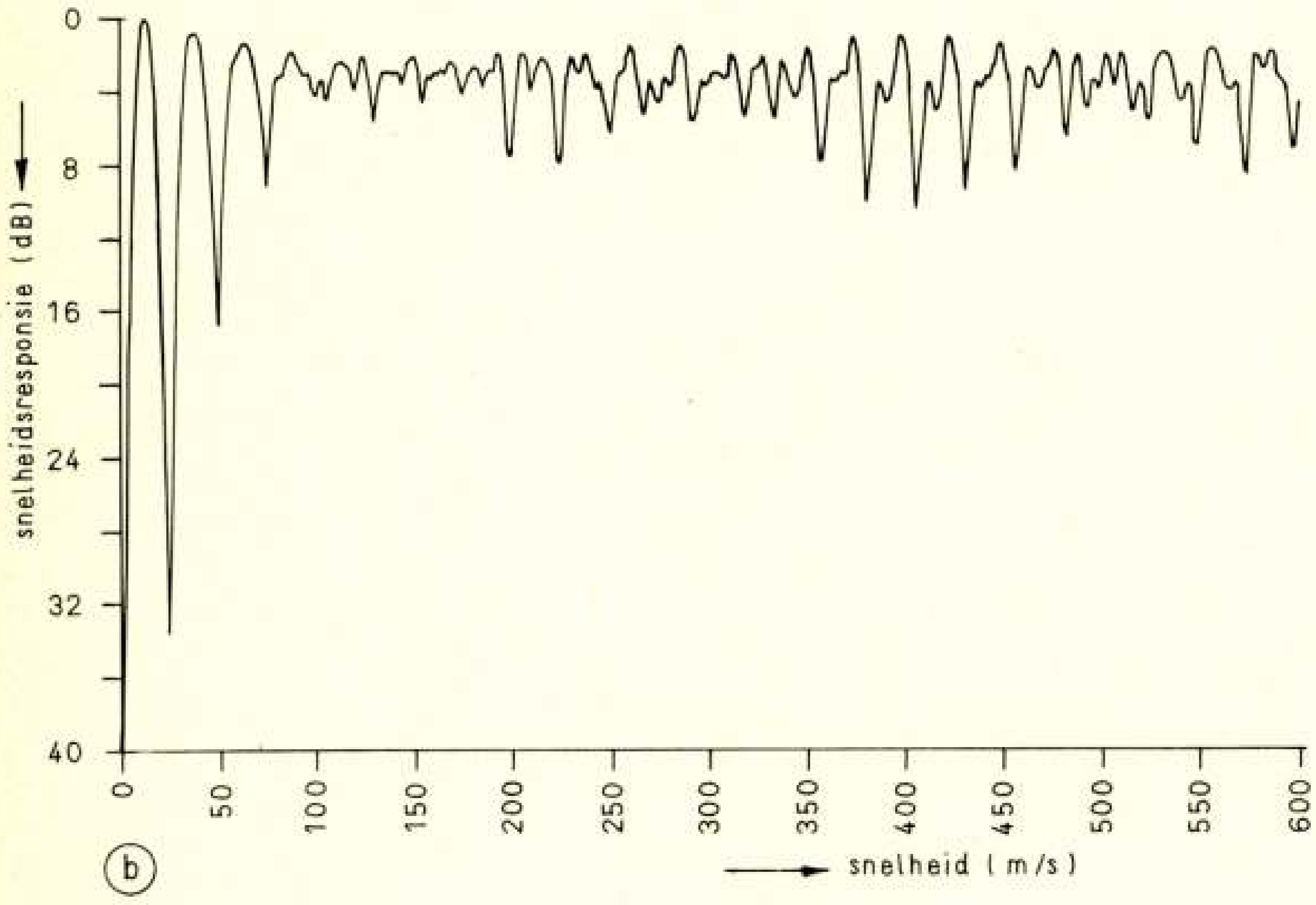


Fig. 9b. Invloed van prf-variatie op snelheidsresponsie: nominale prf met afwisselend 3% en 10% variatie.

heidsresponsie met grotere gaten rondom de zgn. blinde snelheidswaarden.

Tabel 5. Relatieve verzwakking van langzaam bewegende doelen (L-band radar, prf = 300).

Radiale bewegings-snelheid (m/s)	Enkele vertragings-lijn	Dubbele vertragings-lijn	Drietraps-filter*)
1	22 dB	43 dB	49 dB
2	16 ,,	31 ,,	51 ,,
3	13 ,,	24,5 ,,	45 ,,
4	10 ,,	19,5 ,,	32 ,,
5	8,5 ,,	16 ,,	25 ,,
6	6,8 ,,	13 ,,	19,5 ,,

*) Coëfficiënten $\pm\frac{11}{32}$; $\pm\frac{31}{32}$

Daar waarden van [*CR*], groter dan 30 dB, nodig zijn om het leeuwedeel van de vaste echo's te elimineren, moet een aangepast filter geconstrueerd worden, dat uit verscheidene secties bestaat. De uitgangsspanningen van de afzonderlijke vertragingslijnen worden na weging gesommeerd. Een dergelijk filter bereikt een bijna perfecte onderdrukking van grondecho's en een redelijke onderdrukking van wolkenecho's beneden de 5 m/s (tabel 5).

Enerzijds is op deze wijze door een zorgvuldig filterontwerp een lage waarde van γ_c verkregen, anderszins blijkt uit de frequentiekarakteristiek van fig. 8c, dat de dopplerresponsie slechter is geworden voor wat de bewegende doelen betreft. Dit is voor de laagste waarden niet hinderlijk, maar de gaten die bij iedere blinde snelheid (veelvouden van 36 m/s) optreden, moeten door variaties in de pulsherhalingsperiode gedicht worden. Dit lukt bij de laagste blinde snelheden 36 en 72 m/s slechts gedeeltelijk, omdat de modulator meestal grenzen stelt aan de mate van 'staggering'. Combinaties van lage en hoge variaties, bijv. 3% en 10% van de nominale herhalingsperiode moeten dusdanig gekozen worden, dat als streefkans het MTI-uitgangs-

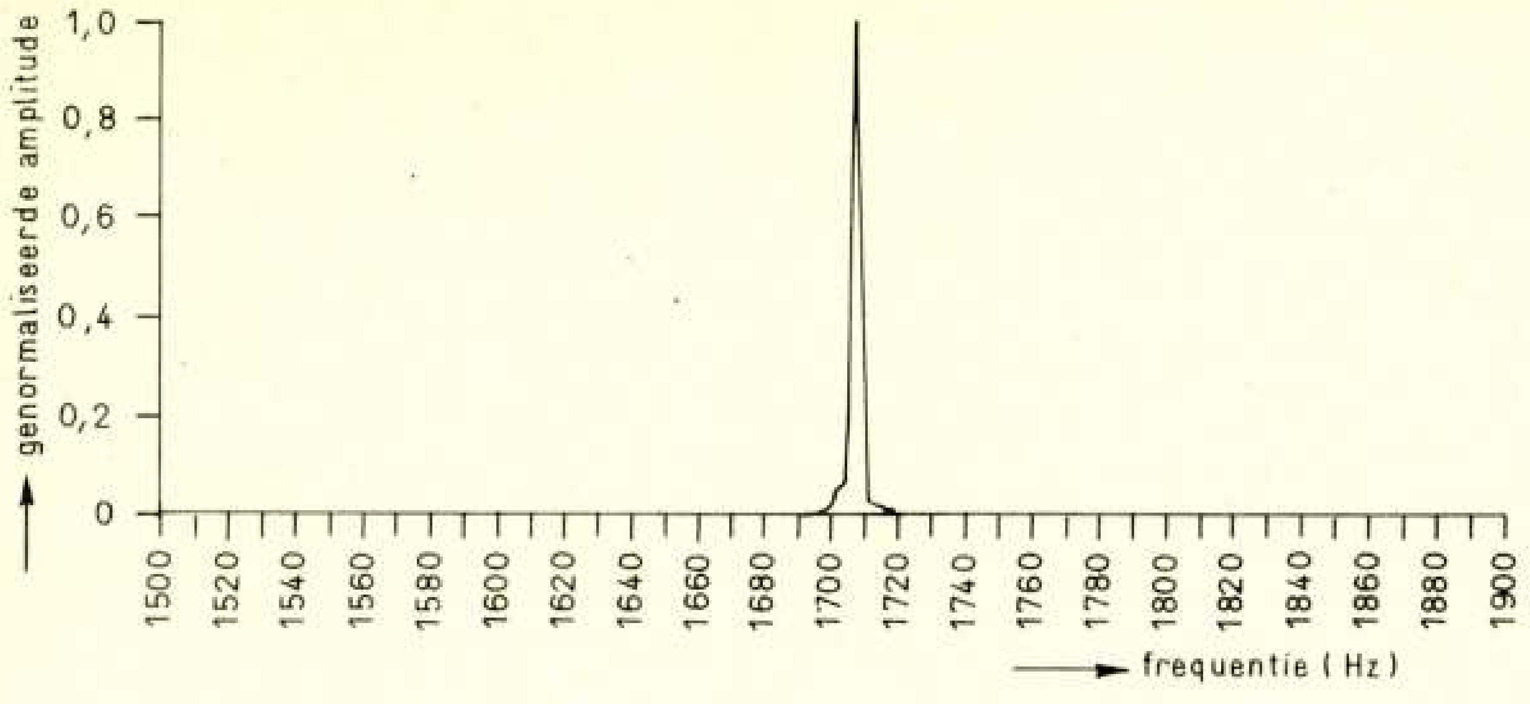


Fig. 10. Gemeten spectrum van een terreinecho (10-cm radar).

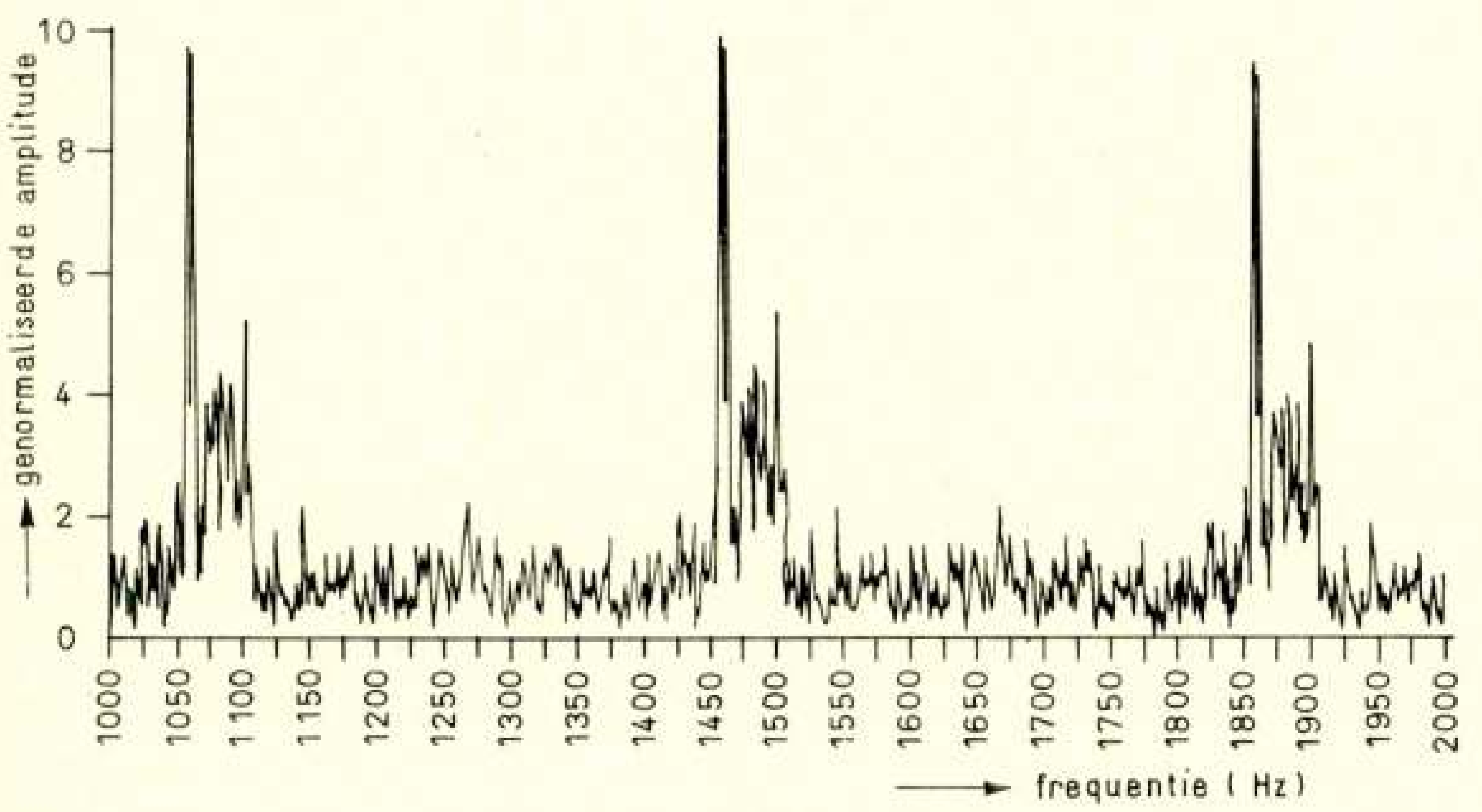


Fig. 11. Gemeten spectrum van de echo van een regenwolk.

signaal in 95% van alle gevallen niet meer dan 3 dB beneden het gemiddelde zal liggen.

De in fig. 9 aangegeven snelheidsresponsies illustreren het effect van verschillende grootten van variatie in de pulsrepetitiefrequentie.

Effect van coherente MTI op atmosferische echo's

In hoeverre een, hoofdzakelijk tegen grondecho's ontworpen, MTI-filter ook doeltreffend is in het onderdrukken van atmosferische echo's, hangt af van de plaats en breedte van hun spectrale verdeling. Hoewel het aannemen van een zekere theoretische verdelingsfunctie, als bijv. in (7) gegeven, enigermate een voorspelling met behulp van de in tabel 5 gegeven waarden mogelijk maakt, is het van groot belang uit metingen op bestaande echo's de werkelijke spectrale verdelingsfunctie te bepalen.

De figuren 10 en 11 illustreren bij wijze van voorbeeld het verschil in spreiding van spectra die behoren bij grondecho's (fig. 10) en bij wolkenecho's (fig. 11). De spectrale breedte op het niveau van -20 dB is in de beide gevallen respectievelijk 20 Hz en 60 Hz of, omgerekend voor een 10-cm radar, respectievelijk 1 m/s en 3 m/s.

De ligging van de gemiddelde dopplerfrequentie hangt af van de grootte en richting van de gemiddelde windvector ten opzichte van de oriëntatie van de antennestralingsbundel. Deze grootheden en hun kans van optreden zijn uit meteorologische waarnemingen bekend. Anders is het gesteld met de spreiding van het spectrum, waarbij naast meteorologische factoren[2] (turbulentie, windshear) ook de vorm van het antennediagram en de afstand van de echo's een rol spelen.

Gezien de te verwachten radiale snelheden is de toepassing van coherente MTI voor het onderdrukken van echo's van regenwolken en van zgn. 'angels'[3] voor golflengten korter dan 23 cm (L-band) bij lange-afstand radars niet meer effectief. Zelfs in deze frequentieband faalt de MTI, wanneer de radiale snelheidscomponent oploopt tot 10 m/s. Als uiterste middel kan men door bijregeling van de referentie-oscillator in de MTI-ontvanger een compensatie voor de gemiddelde snelheid invoeren en als het ware het spectrum verschuiven naar een nulpunt. Deze techniek, die een aanmerkelijke complicatie in de radarontvanger met zich brengt, is slechts van nut bij beperkte afmetingen van de regenclutterzone, wanneer zich daarin geen andere parasitaire (grond)echo's bevinden.

Technologische aspecten

Tot enkele jaren geleden, toen de MTI-ontvangers nog gebaseerd waren op ultrasonische vertragingslijnen (kwarts, kwik) of wel op geheugenbuizen, zou een drie- of viertrapsfilter met passieve of actieve terugkoppeling en additionele vertragingslijnsecties, terwille van een variatiemogelijkheid voor de zendherhalingsfrequentie, onuitvoerbaar geweest zijn, zoal niet op

[2]) Zie NATHANSON: 'Radar Design Principles', hoofdstuk 6 (McGraw-Hill, 1969).

[3]) Bewegende sluiers op het radarscherm.

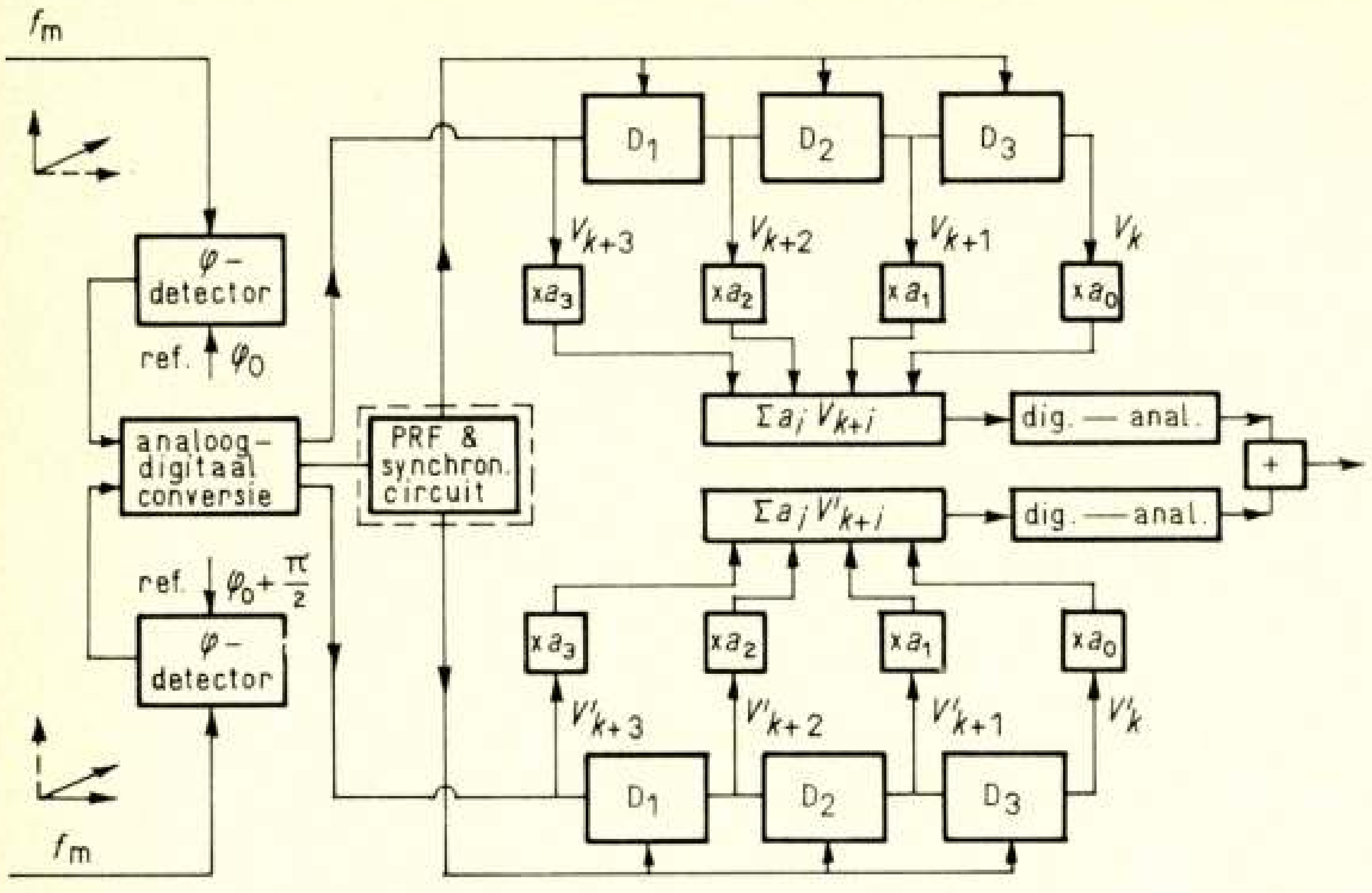


Fig. 12. Blokschema van de werking van een digitale MTI.

grond van kostprijzen dan zeker wel uit het oogpunt van stabiliteit en onderhoud.

De ontwikkeling van digitale componenten, met in het bijzonder de komst van de MOSFET-schuifregisters in IC-uitvoering, heeft het mogelijk gemaakt om MTI-filters met drie, vier of meer secties, voorzien van vermenigvuldigers en sommatiecircuits, te construeren.

Fig. 12 toont een functioneel blokschema van een drietraps-MTI-filter, dat intermitterend met vijf verschillende pulsherhalingsfrequenties werkt. Het uitgangssignaal van twee fasedetectoren, gestuurd met referentiesignalen, die onderling 90° verschoven zijn, wordt in een analoog-digitaal converter omgezet in een 8-bits digitale boodschap. De bemonsteringsfrequentie is $2\tau^{-1}$. De keuze van het aantal bits voor het vastleggen van het signaal wordt in eerste instantie bepaald door het dynamische 'bereik', dat men in de afbeelding wenst te verkrijgen.

De multiplicatie-coëfficiënten zijn op permanente vaste waarden instelbaar; bij wijziging van de cluttersituatie kan gemakkelijk een andere filterinstelling verkregen worden. Na de digitale verwerking volgt wederom omzetting naar analoge signalen, gezamenlijk voor beide kanalen, of afzonderlijk.

In feite is de processor in fig. 12 uitgerust voor het verwerken van de gedetecteerde signalen van twee in fasekwadratuur werkende detectoren. Een dergelijk schema verhindert het optreden van 'fading' ten gevolge van zgn. blinde fasen.

In principe kan men bij afzonderlijke analoge conversie het M.F.-signaal reconstitueren en daarmee een verdere verwerking van het signaal, bijv. in een pulscompressie-ontvanger, mogelijk maken.

5. Nabeschouwing

Het voorgaande zij niet op te vatten als een volledige behandeling van het gehele gebied van anti-clutter technieken, waaruit de radarontwerper een keuze kan maken.

Bij onderlinge vergelijking van de relatieve doeltreffendheid van de drie groepen van voorzieningen zijn die, welke behoren tot groep III, t.w. de herkenning van bewegende doelen door fase- en/of amplitudevergelijking, het meest 'cost effective'. Veel hangt overigens af van de keuze van de frequentieband voor de radar. In de lagere-frequentiebanden (23 cm en 50 cm) zijn de weerecho's van geringe betekenis en de voorwaarden voor een bevredigend MTI-ontwerp gunstig. In de hogere-frequentiebanden (10 cm en 7,5 cm) zijn de echo's van atmosferische oorsprong sterker en veelvuldiger. Hier zullen beslist maatregelen vereist zijn om de resolutiecel te verkleinen. Coherente MTI zal weinig doeltreffend zijn en men zal het in de eerste plaats moeten zoeken in de maatregelen, die vallen onder groep I en II.

Dankwoord

De schrijver betuigt zijn dank aan ir. A. J. Poelman en ir. A. F. L. Voss voor de stimulerende discussies over enkele aspecten van het behandelde onderwerp, en eveneens aan dr. T. Kester voor het beschikbaar stellen van resultaten van spectrale metingen.

Uit het NERG

Ledenmutaties

Voorgestelde leden

Ir. A. Bos, Paulus Potterstraat 6, Hoogeveen.
J. M. Schipper, Nico Bergsteynweg 109, Woudenberg.
H. L. Swaluw, Gerard Bromlaan 17, Eindhoven.

Nieuwe leden

Ir. R. K. Bleekrode, Heiligharn 322, Den Helder.
Ir. R. J. Geluk, Achterweg 30, Nootdorp.
Dr. M. E. J. Jeuken, Gouv. Crommelinlaan 17, St. Oedenrode.
Drs. Th. G. Schut, Rietstraat 47, Geldrop.
H. J. M. Steeneken, ing., Finnmark 5, Leusden-C.
Ir. W. Stoppelenburg, Hertogenlaan 42, Geldrop.

Nieuwe adressen van leden

Ir. J. H. Dijk, Zoom 15, Zwolle.
Ir. J. P. M. Gieles, Jan van Rotselaerlaan 8, Waalre.
Ir. H. Hermsen, Steenvoordelaan 126, Rijswijk Z.H.
Dr. ir. H. de Lange, Serviceflat 'de Keizershof', Van Vollenhovenlaan 643, Utrecht.
B. Ravensteijn, Kettingweg 16, Baarn.
G. J. van Velzen, Marie Louiselaan 8, Kootstertille.

Overleden

Dipl.-Ing. W. van Essen, Ottoburgstraat 64, Rijswijk Z.H.